

(12)

DEMANDE DE BREVET EUROPÉEN

(43) Date de publication:

07.07.1999 Bulletin 1999/27

(51) Int. Cl.⁶: H03F 1/32

(21) Numéro de dépôt: 98403337.3

(22) Date de dépôt: 30.12.1998

(84) Etats contractants désignés:
 AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
 MC NL PT SE
 Etats d'extension désignés:
 AL LT LV MK RO SI

(30) Priorité: 30.12.1997 FR 9716679

(71) Demandeur: THOMSON-CSF
 75008 Paris (FR)(72) Inventeur: Berranger, Robert
 94117 Arcueil Cedex (FR)(74) Mandataire:
 Courtellement, Alain et al
 Thomson-CSF Propriété Intellectuelle,
 13, Avenue du Président Salvador Allende
 94117 Arcueil Cédex (FR)(54) Procédé de correction de linéarité et correcteur de linéarité pour amplificateur de puissance
 et amplificateur équipé d'un tel correcteur(57) L'invention concerne la correction de linéarité
 des amplificateurs de puissance.

Une pré-distorsion du signal à amplifier (E) est opérée, dans un circuit de modulation complémentaire (1), à partir de coefficients contenus dans les tables d'un circuit de mémoire (3). Un circuit de détection (2) donne l'adresse des coefficients pour la modulation complémentaire, en fonction de la modulation du signal à

amplifier; deux transposeurs de fréquence (4, 7) reçoivent respectivement les signaux à amplifier (E) et amplifié (S); un processeur (5) étudie le rapport entre les signaux transposés pour modifier, si besoin, les coefficients.

Application aux amplificateurs de puissance, tout particulièrement en radiofréquences.

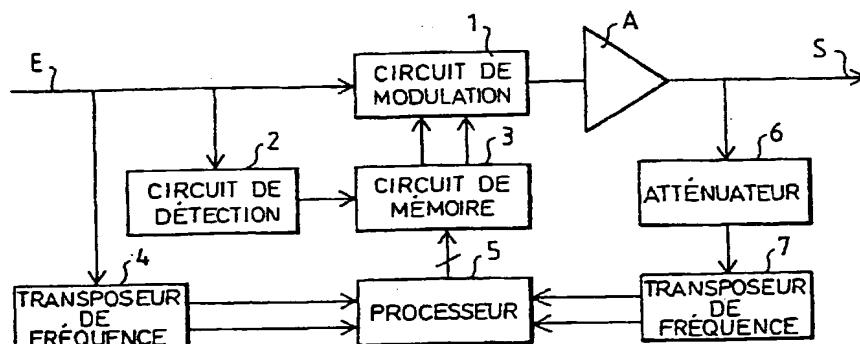


FIG.1

Description

[0001] La présente invention concerne la correction de linéarité des amplificateurs de puissance et, en particulier, des amplificateurs de puissance utilisés en radiofréquences.

[0002] Il est important, pour l'amplification d'un signal modulé à amplitude variable, d'utiliser un amplificateur linéaire.

[0003] Il est connu de rendre un amplificateur linéaire grâce à une boucle de contre-réaction, feed back loop dans la littérature anglo-saxonne, qui compare l'amplitude du signal d'entrée à celle du signal de sortie atténué pour fournir un signal de correction ; ce signal est ajouté au signal d'entrée afin de compenser les défauts de linéarité. Cette correction n'est pas applicable aux amplificateurs de puissance à large bande utilisés en radiofréquences car, du fait des nombreux éléments réactifs qu'ils comportent et des longueurs de ligne non négligeables par rapport à la longueur d'onde du signal à amplifier, l'amplificateur corrigé devient rapidement instable.

[0004] Il est connu d'effectuer une correction de linéarité à l'aide de deux boucles de contre-réaction, l'une d'amplitude en fonction de l'enveloppe du signal et l'autre de phase, cette boucle de phase ne passant pas le continu afin d'être indépendante du déphasage constant. La mise en oeuvre est complexe et donc très coûteuse et les seules réalisations industrielles concernent des amplificateurs à bande étroite.

[0005] Il est connu d'effectuer une correction sur le signal amplifié en lui ajoutant, dans un additionneur de sortie, un signal produit par un amplificateur auxiliaire, en fonction de la distorsion constatée sur le signal amplifié comparé au signal à amplifier. Les réalisations industrielles ne concernent que des amplificateurs de faible puissance et à bande étroite en raison d'un très mauvais rendement et de problèmes de désadaptation en sortie de l'additionneur.

[0006] Il est également connu de chercher à corriger les défauts de linéarité d'un amplificateur en effectuant une pré-distortion au moyen de tables de réglage pré-établies, adressées soit par le signal de sortie démodulé pour effectuer une pré-distortion du signal de modulation, soit par le signal d'entrée modulé pour effectuer une modulation parasite du signal d'entrée modulé; dans le premier cas la qualité du résultat est liée à la qualité de la chaîne de démodulation et cette dernière est insuffisante, dans l'état actuel de la technique, pour atteindre les performances demandées aux amplificateurs de puissance utilisés en radiofréquences; dans le second cas la correction n'est pas adaptative, la mise en oeuvre est complexe et coûteuse.

[0007] Le but de la présente invention est d'éviter ou, au moins de réduire les inconvénients des correcteurs dont il a été question ci-dessus.

[0008] Ceci est obtenu en effectuant une pré-distortion adaptative du signal modulé à l'aide de tables

adressées en fonction du signal modulant et réactualisées à partir d'une comparaison entre les signaux de modulation avant la pré-distortion et après amplification.

[0009] Selon l'invention il est proposé un procédé de correction de linéarité pour amplificateur de puissance, dans lequel une pré-distortion est effectuée, sur un signal modulé à amplifier, à partir de coefficients mémorisés, ce procédé consistant à commander la fourniture des coefficients en fonction de la modulation du signal à amplifier, à transposer en bande de base les signaux à amplifier et amplifié et à modifier éventuellement les coefficients mémorisés en fonction d'une comparaison entre les deux signaux issus de la transposition, caractérisé en ce que le signal à amplifier et les signaux transposés en bande de base sont, chacun, partagés en deux composantes orthogonales I et Q, en ce que la pré-distortion est effectuée séparément sur chacune des composantes orthogonales I et Q du signal à amplifier, à partir des rapports d'une part des composantes I des signaux transposés provenant du signal à amplifier et du signal amplifié et d'autre part des composantes Q de ces mêmes signaux transposés et en ce que les deux composantes obtenues après pré-distortion sont combinées pour constituer le signal d'entrée de l'amplificateur.

[0010] Selon l'invention il est proposé un correcteur de linéarité pour amplificateur de puissance, comportant un circuit de modulation pour recevoir un signal modulé à amplifier et le pré-distordre avant amplification par l'amplificateur de puissance et un circuit de mémoire pour commander la modulation effectuée par le circuit de modulation, caractérisé en ce qu'il comporte un circuit de détection pour, en fonction de la modulation du signal à amplifier, fournir une adresse du circuit de mémoire, un premier et un second transposeur en bande de base pour recevoir respectivement les signaux à amplifier et amplifié, et un processeur pour recevoir l'adresse et pour comparer les signaux fournis par les transposeurs afin de calculer des modifications à apporter éventuellement au contenu du circuit de mémoire.

[0011] La présente invention sera mieux comprise et d'autres caractéristiques apparaîtront à l'aide de la description ci-après et des figures s'y rapportant qui représentent :

- la figure 1, un schéma simplifié d'un correcteur de linéarité associé à un amplificateur de puissance,
- la figure 2, un schéma correspondant à celui de la figure 1 mais plus détaillé,
- la figure 3, une variante de réalisation pour une partie du schéma selon la figure 2.

[0012] Dans les différents schémas les dispositifs de synchronisation précise, relevant de la technologie courante, n'ont pas été représentés en vue de rendre les dessins plus clairs et de simplifier l'exposé.

[0013] La figure 1 représente un amplificateur RF de puissance, A, équipé d'un correcteur de linéarité, 1 à 7. Le montage selon la figure 1 est destiné à amplifier linéairement un signal d'entrée analogique, E, constitué par une porteuse HF modulée par un signal d'information; le montage fournit un signal de sortie noté S sur la figure.

[0014] Le signal E est appliqué à l'entrée du signal de porteuse d'un circuit de modulation 1, à l'entrée d'un circuit de détection 2 et à l'entrée d'un transposeur de fréquence 4.

[0015] Un circuit de mémoire 3, dont le contenu est adressé par le signal de sortie du circuit de détection 2, fournit au circuit 1, sur deux voies en quadrature I, Q, une modulation pour le signal E.

[0016] Le signal de sortie S est appliqué, via un atténuateur 6, à l'entrée d'un transposeur de fréquence 7.

[0017] Les sorties, en quadrature, I et Q, des transposeurs de fréquence 4 et 7 sont reliées à un processeur 5 qui commande le contenu du circuit de mémoire 3.

[0018] Le montage selon la figure 1 comporte deux parties imbriquées qui peuvent fonctionner simultanément :

- une première partie avec le circuit de modulation 1 qui effectue une modulation du signal HF modulé, E, après l'avoir décomposé en deux voies en quadrature. La modulation s'effectue séparément sur chacune des voies en quadrature au moyen respectivement de deux coefficients fournis par le circuit de mémoire 3. Le circuit de mémoire est adressé par la valeur du module du signal E telle qu'elle est donnée par le circuit de détection 2. Ce circuit de mémoire constitue donc une table à une dimension mais il est également possible d'employer une table à deux dimensions dont le contenu ne serait plus adressé par le module du signal E mais par les deux composantes I et Q du vecteur représentatif de la modulation du signal E. La première partie fonctionne en permanence dès qu'un signal E est à amplifier.
- une seconde partie avec les deux transposeurs 4 et 7 qui transposent en bande de base respectivement le signal E et le signal S, ce dernier après atténuation dans l'atténuateur 6. Ces transposeurs sont strictement identiques et ils fournissent chacun le résultat de leur transposition sous la forme de deux signaux numériques en quadrature I et Q. La seconde partie comporte le processeur 5 qui compare les signaux I et Q fournis par le transposseur 4 aux signaux I et Q fournis par le transposseur 7 afin de déterminer, en tenant compte de la fonction de transfert du circuit de modulation 1, la valeur des coefficients contenus dans le circuit de mémoire 3.

[0019] La correction de linéarité effectuée par modulation à l'aide des coefficients fournis par le circuit de

5 mémoire 3, serait bonne dès la mise en fonctionnement du montage si la fonction de transfert du circuit de modulation 1 était parfaitement connue, ce qui n'est pas le cas, mais le fait que les deux parties peuvent travailler simultanément permet d'effectuer plusieurs itérations. Un excellent résultat peut ainsi être obtenu sans avoir besoin de tolérances sévères sur les composants du circuit de modulation ; avec une tolérance globale de 10%, facile à obtenir, la troisième itération apporte déjà une précision de $(0,1)^3 = 10^{-3}$ sur la correction de linéarité, ce qui est amplement suffisant.

[0020] Il apparaît que, pour les amplificateurs de puissance, la distorsion en amplitude et phase est principalement fonction de l'amplitude du signal à leur entrée. C'était le cas pour tous les amplificateurs qui ont été étudiés et corrigés en linéarité lors de la mise en œuvre de montages selon la figure 1 ; ceci a permis d'utiliser dans le circuit de mémoire 3 une mémoire 30 à une seule entrée d'adressage, cet adressage se faisant en fonction de l'amplitude du signal E.

[0021] La figure 2 est une vue plus détaillée du montage selon la figure 1.

[0022] Un déphasageur différentiel à 90° , 20, reçoit le signal E et délivre sur ses deux sorties des signaux I et Q à égalité de puissance mais en quadrature de phase ; ces signaux sont appliqués respectivement aux premières entrées de deux multiplieurs analogiques 11, 12 et les sorties des multiplieurs sont respectivement reliées aux entrées d'un additionneur linéaire, 13, de type combinéur deux voies dont la sortie est connectée à l'entrée d'un amplificateur A. Les circuits 10 à 13 correspondent au circuit de modulation 1 de la figure 1 tandis que l'amplificateur A constitue l'amplificateur de puissance portant la même référence sur la figure 1.

25 Dans la réalisation qui a servi d'exemple à la présente description les multiplieurs 11, 12 sont des multiplieurs de type AD 834 de ANALOG DEVICES. Un convertisseur analogique-numérique 20 reçoit le signal E. Ce convertisseur, de type AD 9042 de ANALOG DEVICES, a sa sortie reliée à l'entrée d'un circuit de passage en valeur absolue 21 ; le circuit 21 effectue un OU exclusif. Le convertisseur ayant un format de sortie des données de type "complément à 2", il suffit d'effectuer un OU exclusif entre le bit de signe et les autres bits pour obtenir la valeur absolue. Un filtre passe-bas, réalisé sous forme numérique câblé, 22, aussi appelé FIR d'après le sigle de son appellation anglo-saxonne, finite impulse response, reçoit le signal de sortie du circuit 21 ; ce filtre, de type HSP 43168 de HARRIS, fournit sur sa sortie un signal numérique filtré, représentatif de la valeur de l'amplitude à l'instant t de l'enveloppe du signal E ; ce signal numérique est appliqué à une entrée d'un processeur 5 et, à travers un circuit d'aiguillage 23, commandé par le processeur 5, à l'entrée d'adressage 30 d'une mémoire numérique 30 qui comporte deux cases distinctes à chacune de ses adresses. Les circuits 20 à 23 correspondent au circuit de détection 2 de la figure 1 tandis que le processeur 5 constitue le processeur port-

tant la même référence sur la figure 1.

[0023] Le signal d'entrée est reconstitué par addition des signaux de sortie du déphasage dans un amplificateur 40 de type MAX 4108 de MAXIM. Cette solution est adoptée pour laisser, hors de la boucle, l'erreur de phase absolue en fonction de la fréquence du déphasage 10 et ne conserver que son déphasage différentiel qui, lui, reste constant.

[0024] Un convertisseur analogique-numérique, 41, de type AD 9042 de ANALOG DEVICES, a son entrée reliée à la sortie de l'additionneur 40 et sa sortie reliée à l'entrée d'un convertisseur de fréquence 42 de type HSP 50016 de HARRIS ; ce convertisseur 42 est un convertisseur en bande de base I et Q dont les deux voies de sorties sont connectées aux processeur 5.

[0025] Une partie du signal S de sortie de l'amplificateur A est appliquée, via un atténuateur, 6, constitué par une sonde, à l'entrée d'un convertisseur analogique-numérique 70 dont la sortie est reliée à l'entrée d'un convertisseur de fréquence 71. Les circuits 70, 71 sont respectivement identiques aux circuits 41, 42 et les deux voies de sortie du convertisseur 71 sont connectées au processeur 5.

[0026] La mémoire 30 dont le contenu est fourni par le processeur 5 et dont l'adressage est fait par le circuit 23, fournit sur deux voies, I et Q, des coefficients de correction pour effectuer une pré-distorsion du signal à amplifier. Ces voies sont respectivement reliées aux entrées de deux convertisseurs numériques-analogiques 31, 32, de type AD 7945 de ANALOG DEVICES. Les sorties des convertisseurs 31, 32 sont respectivement reliées aux entrées de deux filtres analogiques passe-bas 33, 34 et les sorties de ces filtres sont respectivement reliées aux secondes entrées des multiplicateurs 11, 12.

[0027] Les deux convertisseurs analogiques-numériques 41, 70 et les deux convertisseurs de fréquence 42, 71 fonctionnent avec le même synchronisme et, de plus, les deux convertisseurs de fréquence ont exactement la même configuration. Les temps de transit des signaux dans les circuits 41, 42 et dans les circuits 70, 71 sont donc égaux. De plus il est à noter que les convertisseurs de fréquence conservent l'information de phase, c'est-à-dire qu'une rotation de phase de n degrés à l'entrée est de n degrés à la sortie, quelle que soit la fréquence, et qu'ils conservent l'information d'amplitude. Ainsi les sorties des convertisseurs sont les répliques fidèles de leurs entrées.

[0028] La détermination des coefficients de correction à introduire dans la mémoire 30 peut être effectuée de différentes manières ; ci-après il est indiqué comment elle est effectuée dans l'exemple de réalisation qui a servi à la présente description.

[0029] Les données dont dispose le processeur 5 se présentent sous la forme de valeurs numériques obtenues à partir des échantillonnages effectués dans les convertisseurs analogiques-numériques 20, 41, 70 ; il s'agit de l'amplitude du signal d'entrée, du I et du Q

d'entrée, du I et du Q de sortie.

[0030] Au départ les coefficients introduits dans la mémoire 30 sont, partout, des coefficients unitaires ; le facteur multiplicatif appliqué sur la seconde entrée des multiplicateurs 11 et 12 est alors de 1 et le signal d'entrée ne subit donc aucune correction.

[0031] L'acquisition est effectuée pour contenir deux explorations complètes de l'échelle d'amplitude, l'une montante et l'autre descendante ; ceci est obtenu par modulation du signal d'entrée par une dent de scie symétrique. Cinq acquisitions simultanées sont ainsi réalisées : sur les signaux I et Q des convertisseurs 42 et 71 et sur le signal d'amplitude fourni par le filtre 22. Ensuite est effectuée une normalisation en amplitude crête et en phase moyenne des signaux de sortie avec les signaux d'entrée ; cette normalisation sera précisée plus loin.

[0032] Les échantillons dont le module est inférieur à un seuil donné sont éliminés afin d'éviter une imprécision dans les calculs. Pour simplifier et réduire les calculs à effectuer, seules sont retenues les paires d'échantillons I, Q de même signe. De plus, toujours pour avoir une bonne précision, seules sont pris en compte les paires d'échantillons I, Q dont le rapport est compris entre 0,5 et 2.

[0033] Pour tous les échantillons conservés le, Qe fournis par le convertisseur 42 et pour tous les échantillons ls, Qs correspondants fournis par le convertisseur 71, les couples de rapport le/ls et Qe/Qs sont calculés et stockés à la même adresse mais dans des cases distinctes d'une table provisoire de la mémoire interne du processeur 5 ; l'adresse de stockage est donnée par l'échantillon d'amplitude c'est-à-dire par le signal de sortie du filtre 22 ; l'adresse comporte deux cases distinctes, l'une pour le/ls, l'autre pour Qe/Qs. Du fait que, d'une part, le nombre d'échantillons est bien plus important que le nombre d'adresses, et que, d'autre part, certains échantillons sont éliminés, chaque adresse peut hériter d'un nombre de calculs compris entre zéro et "nombre d'échantillons/nombre d'adresses".

[0034] A la fin de l'opération d'acquisition la table provisoire contient, à certaines adresses, la somme de un à "nombre d'échantillons/nombre d'adresses" couples de rapports le/ls et Qe/Qs ; il en est fait la moyenne. D'autres adresses ne contiennent aucune valeur ; des valeurs calculées par interpolations linéaires y sont introduites. Quant aux deux extrémités de la table, les valeurs à y introduire sont calculées par extrapolation.

[0035] Avant d'effectuer les calculs destinés à remplir toutes les cases de la table provisoire il est procédé à une normalisation en amplitude et en phase moyenne des signaux le, Qe et ls, Qs.

[0036] La normalisation en amplitude consiste simplement à calculer les modules maximum, c'est-à-dire la racine carrée de $I^2 + Q^2$, pour les le, Qe et les ls, Qs, à en faire le rapport et à multiplier tous les ls, Qs par ce rapport.

[0037] Pour simplifier la mise en oeuvre et, surtout, éviter des erreurs de raccordement et une diminution de la dynamique, le circuit de modulation 1 n'est utilisé que dans un seul quadrant. L'erreur de phase dynamique de l'amplificateur, A, ne dépassant guère $\pm 15^\circ$, un seul quadrant est largement suffisant puisqu'il permet théoriquement de rattraper $\pm 45^\circ$. La contrepartie est qu'il faut recalier le signal de sortie en phase moyenne avec le signal d'entrée. La solution retenue dans l'exemple décrit a été de numérotier les échantillons changeant de signe dans les signaux I_e et I_s , d'en déterminer l'écart moyen en nombre de coups d'horloge puis de décaler tous les signaux I_s , Q_s de la valeur de cet écart pour les faire coïncider avec I_e , Q_e .

[0038] Les coefficients de correction obtenus par normalisation et calcul, et stockés en table provisoire dans la mémoire interne du processeur 5, sont multipliés par la fonction de transfert du circuit de modulation 1. Les résultats obtenus sont transférés dans la mémoire 30, où il peut être prévu une opération de lissage par calcul d'une moyenne glissante dans une fenêtre de largeur réglable; cette opération classique réalise un filtrage passe-bas du premier ordre qui a la propriété d'avoir une fréquence de coupure proportionnelle à la fréquence du signal d'adressage c est-à-dire de l'enveloppe.

[0039] L'opération de calcul des coefficients de correction peut ensuite être reprise, mais cette fois non plus en partant de coefficients unitaires dans la mémoire 30 mais des coefficients déjà contenus dans cette mémoire et les nouveaux coefficients sont obtenus par multiplication des anciens par les valeurs correspondantes dans la table provisoire.

[0040] La variation du gain de la chaîne d'amplification étant une fonction très lente dans le temps, ne requiert pas de ressources importantes du processeur 5 pour effectuer un "rafraîchissement" des coefficients de correction à l'aide du signal amplifié lors d'un fonctionnement normal, c'est-à-dire à l'aide d'un signal quelconque et non pas d'un signal spécifique tel qu'il est choisi pour l'acquisition dont il a été question ci-dessus.

[0041] Dans l'exemple décrit le rafraîchissement s'effectue de la manière suivante :

- une acquisition est effectuée en fonctionnement normal, donc à l'aide d'un signal quelconque,
- il est calculé une transformée de Fourier rapide de l'enveloppe sur un nombre de points suffisant pour avoir une bonne résolution, soit 4 000 points environ. Si la transformée de Fourier rapide présente une raie principale nettement détachée en amplitude et de fréquence relativement basse (<20Hz), le groupe d'échantillons est déclaré valable pour une comparaison entrée/sortie
- un calcul de coefficients est effectué après normalisation avec les valeurs en mémoire
- si le nombre de points calculés dépasse une certaine densité les tables de correction sont remises

à jour.

[0042] Il est à noter toutefois que cette façon n'est pas applicable avec un signal E présentant une modulation numérique à spectre continu. Dans ce cas le rafraîchissement ne peut se faire qu'en ajoutant un roulement, patern dans la littérature anglo-saxonne, spécial qui crée les conditions spectrales requises pour effectuer à la fois la synchronisation bit et le calcul de correction.

[0043] La présente invention n'est pas limitée à l'exemple décrit. C'est ainsi que la détermination du module du signal d'entrée E, effectuée par les circuits 20, 21, 22 selon la figure 2, peut être effectuée avec un détecteur analogique suivi d'un filtre passe-bas et d'un convertisseur analogique-numérique.

[0044] La détermination du module d'entrée peut même être faite par calcul de la racine carrée de $I^2 + Q^2$, où I et Q sont les signaux des deux voies de sortie du convertisseur 42; dans ce cas les circuits 20 à 23 n'existent plus mais il y a nécessité d'un traitement rapide par l'organe de calcul et d'un faible retard dans le convertisseur 42.

[0045] Les conversions de fréquence effectuées par les convertisseurs 42 et 70 peuvent, elles aussi, être obtenues par calcul en utilisant une mémoire pour le programme de calcul et le stockage des données.

[0046] Pour des fréquences supérieures à la gamme HF et compte tenu des performances des composants actuellement disponibles, il est nécessaire de réduire les fréquences de travail par mélange avant de procéder aux deux conversions de fréquence. La figure 3 montre une possibilité de réaliser la transposition dans ces conditions. Dans le schéma selon la figure 2 les circuits de la figure 3 sont à insérer entre les circuits 40, 41 d'une part et 6, 70 d'autre part.

[0047] La sortie de l'additionneur 40 est coupée, éventuellement par un filtre 43, à l'entrée RF d'un mélangeur 44 dont la sortie F1 est couplée par un filtre passe-bas 45 à l'entrée du convertisseur analogique-numérique 41. De la même façon et avec des composants identiques, la sortie de l'atténuateur 6 est couplée, éventuellement par un filtre 72, à l'entrée RF d'un mélangeur 73 dont la sortie F1 est couplée par un filtre passe-bas 74 à l'entrée du convertisseur analogique-numérique 70. A toutes fins utiles il est rappelé que les sigles RF, F1 et OL utilisés dans ce document signifient respectivement radiofréquence, fréquence intermédiaire et oscillateur local.

[0048] Un oscillateur à fréquence fixe 80, piloté par la même fréquence d'horloge que tout le reste du montage, délivre un signal qui est appliqué, via un diviseur de puissance 81, aux entrées OL des mélangeurs 44 et 73.

[0049] La nécessité de mettre les filtres 43, 72 dépend du rapport entre d'une part la bande de fréquence couverte à l'entrée de l'échantillonneur du convertisseur analogique-numérique et d'autre part celle couverte par l'amplificateur à linéariser; c'est ce que l'on appelle le fil-

trage des repliements de spectres.

Revendications

1. Procédé de correction de linéarité pour amplificateur de puissance, dans lequel une pré-distorsion est effectuée, sur un signal modulé à amplifier (E), à partir de coefficients mémorisés, ce procédé consistant à commander la fourniture des coefficients en fonction de la modulation du signal à amplifier, à transposer en bande de base les signaux à amplifier (E) et amplifié (S) et à modifier éventuellement les coefficients mémorisés en fonction d'une comparaison entre les deux signaux issus de la transposition, caractérisé en ce que le signal à amplifier et les signaux transposés en bande de base sont, chacun, partagés en deux composantes orthogonales I et Q, en ce que la pré-distorsion est effectuée séparément sur chacune des composantes orthogonales I et Q du signal à amplifier, à partir des rapports d'une part des composantes I des signaux transposés provenant du signal à amplifier et du signal amplifié et d'autre part des composantes Q de ces mêmes signaux transposés et en ce que les deux composantes obtenues après pré-distorsion sont combinées pour constituer le signal d'entrée de l'amplificateur (A). 5
2. Correcteur de linéarité pour amplificateur de puissance, comportant un circuit de modulation (1) pour recevoir un signal modulé à amplifier (E) et le pré-distordre avant amplification par l'amplificateur de puissance (A) et un circuit de mémoire (3) pour commander la modulation effectuée par le circuit de modulation, caractérisé en ce qu'il comporte un circuit de détection (2) pour, en fonction de la modulation du signal à amplifier, fournir une adresse du circuit de mémoire, un premier (4) et un second (7) transposeur en bande de base pour recevoir respectivement les signaux à amplifier (E) et amplifié (S), et un processeur (5) pour recevoir l'adresse et pour comparer les signaux fournis par les transposeurs afin de calculer des modifications à apporter éventuellement au contenu du circuit de mémoire. 10
3. Correcteur de linéarité selon la revendication 2, caractérisé en ce que le circuit de mémoire (30) constitue une table à une dimension et en ce que le circuit de détection (2) est destiné à fournir l'adresse à partir du module du signal de modulation. 15
4. Correcteur de linéarité selon la revendication 2, caractérisé en ce que le circuit de modulation (1) comporte des moyens de déphasage (10) pour partager le signal à amplifier en deux composantes orthogonales I et Q, un premier et un second multi- 20
5. Correcteur de linéarité selon la revendication 4, caractérisé en ce que le premier transposeur (40, 41, 42) comporte un additionneur (40) avec deux entrées connectées aux moyens de déphasage (10) pour recevoir respectivement les deux composantes I et Q du signal à amplifier et en ce que le premier transposeur effectue la transposition en bande de base du signal fourni par son additionneur. 25
6. Amplificateur de puissance, caractérisé en ce qu'il est équipé d'un correcteur de linéarité selon l'une au moins des revendications 2 à 5. 30
7. 35
8. 40
9. 45
10. 50
11. 55

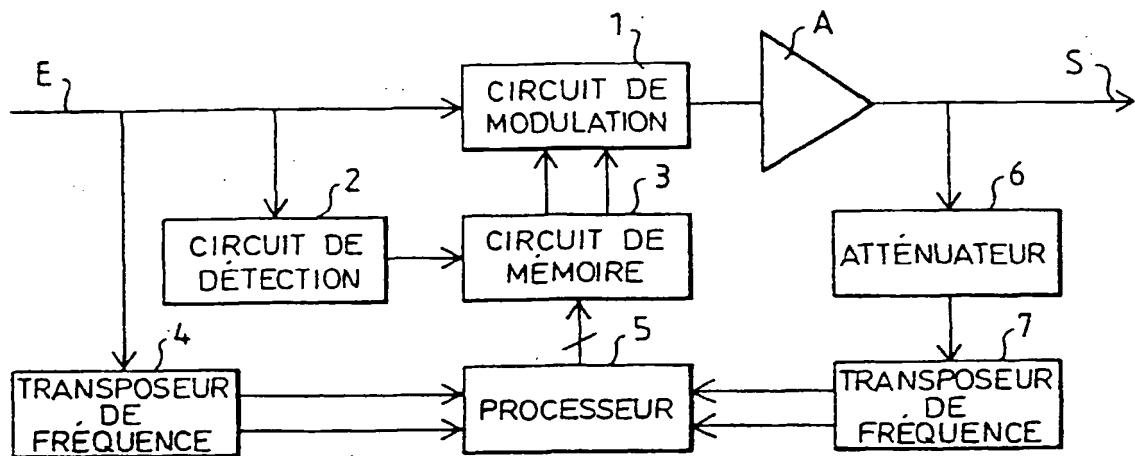


FIG.1

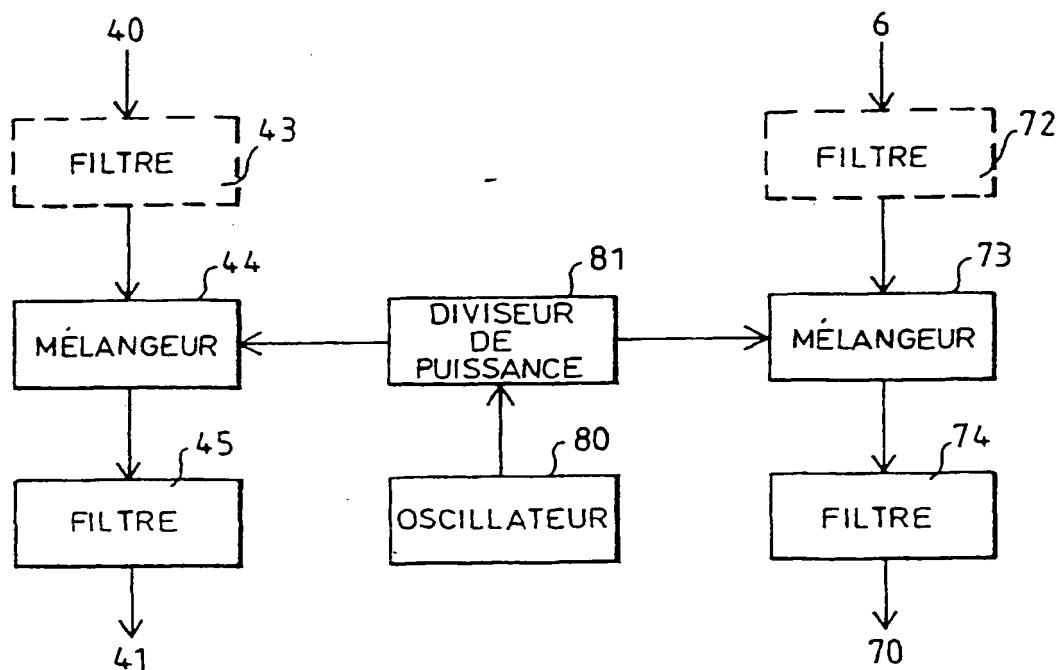


FIG.3

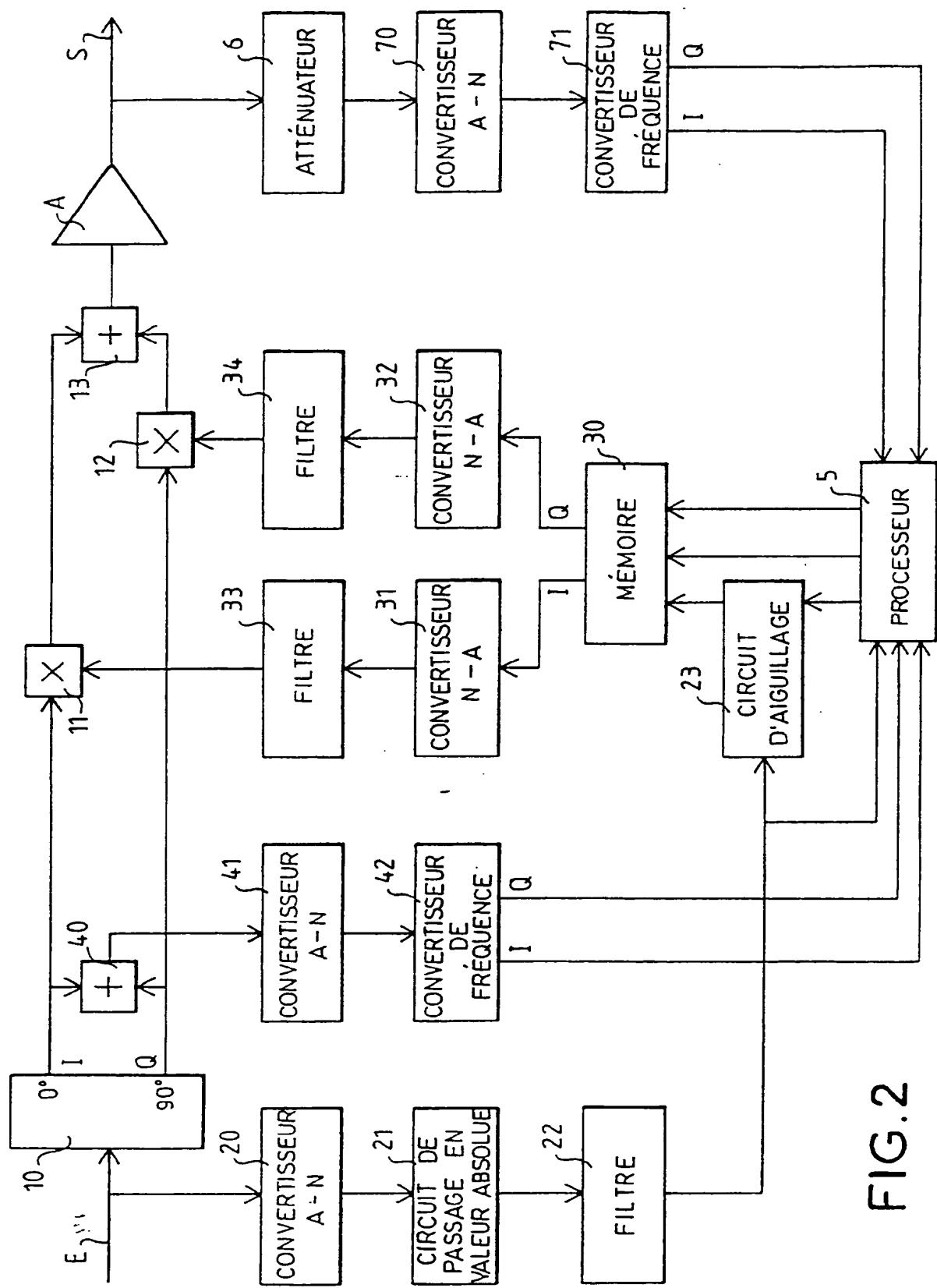


FIG. 2



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande
EP 98 40 3337

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS											
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.Cl.6)								
Y	EP 0 608 697 A (TELEFUNKEN SENDERTECHNIK) 3 août 1994 * page 3, ligne 42 – page 5, ligne 53; figures 1,2 *	1-6	H03F1/32								
Y	EP 0 731 556 A (NIPPON ELECTRIC CO) 11 septembre 1996 * le document en entier *	1-6									
<table border="1"> <tr> <td colspan="2">Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications</td> </tr> <tr> <td>Lieu de la recherche</td> <td>Date d'achèvement de la recherche</td> <td>Examinateur</td> </tr> <tr> <td>LA HAYE</td> <td>13 avril 1999</td> <td>Tyberghien, G</td> </tr> </table>				Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications		Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur	LA HAYE	13 avril 1999	Tyberghien, G
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications											
Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur									
LA HAYE	13 avril 1999	Tyberghien, G									
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : ambre-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>											

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET EUROPEEN NO.**

EP 98 40 3337

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche européenne visé ci-dessus.

Lesdits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets.

13-04-1999

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication		Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 0608697	A	03-08-1994	DE	4302456 A	04-08-1994
EP 0731556	A	11-09-1996	JP US	8242263 A 5699383 A	17-09-1996 16-12-1997

EPO FORM PA460

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82